

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-018081

(43)Date of publication of application : 17.01.2003

(51)Int.Cl.

H04B 7/26  
H04B 1/707  
H04B 7/08

(21)Application number : 2001-204992

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 05.07.2001

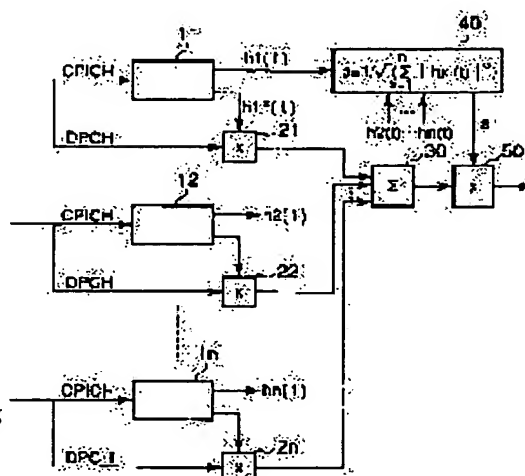
(72)Inventor : ASANUMA YUTAKA

## (54) MOBILE RADIO TERMINAL

## (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a mobile radio terminal that can reduce the effect of a transmission path estimate error due to interference or noise and enhance the reliability of the amplitude of a synthesized output even when a different control method is adopted for transmission power of a common signal and that of an individual signal.

SOLUTION: Pilot signal receivers 11-1n obtain transmission path estimate values  $h_1(t)$ - $h_n(t)$  and their conjugate complex values  $h_1^*(t)$ - $h_n^*(t)$ , on the basis of a common pilot signal CPICH. Complex multipliers 21-2n multiply the conjugate complex values  $h_1^*(t)$ - $h_n^*(t)$  by an individual signal DPCH of transmission paths p1-pn to carry out synchronization detection and weighting of maximum ratio synthesis. A normalization coefficient arithmetic section 40 obtains a normalizing coefficient (a), with respect to the amplitude on the basis of the conjugate complex values  $h_1^*(t)$ - $h_n^*(t)$ . A synthesis section 30 applies diversity synthesis to outputs from the complex multipliers 21-2n. A normalizing section 50 multiplies the normalizing coefficient (a), obtained by the normalization coefficient arithmetic section 40, to carry out normalization.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2003-18081  
(P2003-18081A)

(43)公開日 平成15年1月17日(2003.1.17)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テームト(参考)
H 0 4 B 7/26	1 0 2	H 0 4 B 7/26	1 0 2 5 K 0 2 2
1/707		7/08	D 5 K 0 5 9
7/08		7/26	D 5 K 0 6 7
		H 0 4 J 13/00	D

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 7 頁)

(21)出願番号 特願2001-204992(P2001-204992)

(22)出願日 平成13年7月5日(2001.7.5)

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

東京都港区芝浦一丁目1番1号

(72)発明者 浅沼 裕

東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株  
式会社東芝日野工場内

(74)代理人 100058479

弁理士 鈴江 武彦 (外6名)

Fターム(参考) 5K022 EE01 EE21 EE31

5K059 CC03 DD32 DD36 EE02

5K067 AA03 BB04 CC10 CC24 EE02

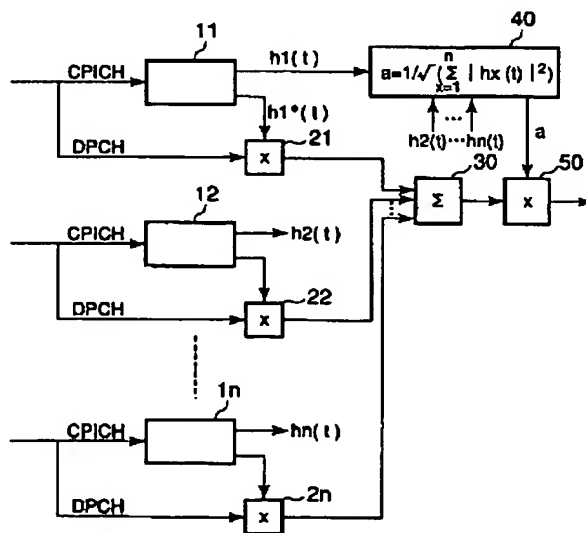
EE10

(54)【発明の名称】 移動無線端末

(57)【要約】

【課題】 共通信号と個別信号の送信電力の制御方法が異なっても、干渉や雑音による伝送路推定誤差の影響が小さく、かつ合成出力の振幅の信頼性を高めることが可能な移動無線端末を提供できる。

【解決手段】 パイロット信号受信機11~1nは、共通パイロット信号CPICHから伝送路推定値 $h_1(t) \sim h_n(t)$ およびこの共役複素 $h_1^*(t) \sim h_n^*(t)$ を求める。複素乗算器21~2nは、それぞれ伝送路p1~pnの個別信号DPCHに対して、上記共役複素 $h_1^*(t) \sim h_n^*(t)$ を乗算して、同期検波と最大比合成の重み付けを行う。正規化係数演算部40は、上記伝送路推定値 $h_1(t) \sim h_n(t)$ に基づいて、振幅に関する正規化係数aを求める。合成部30は、複素乗算器21~2nの出力をダイバーシチ合成する。正規化部50は、合成部30の出力に、正規化係数演算部40で求めた正規化係数aを乗算して、正規化を行うようにしたものである。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 CDMA (Code Division Multiple Access) 方式により無線通信を行うもので、複数の移動無線端末に宛てて送信する共通信号については所定の送信電力で基地局から送信するように制御し、特定の移動無線端末に個別に送信する個別信号については、対応する移動無線端末毎に送信電力を制御して基地局から送信する移動通信システムで用いられる移動無線端末において、

複数の伝送路について、それぞれ前記共通信号と前記個別信号とを検出する逆拡散手段と、

この逆拡散手段にて求めた前記共通信号から、各伝送路の特性を推定した推定値とその共役複素とを求める伝送路推定手段と、

この伝送路推定手段にて求めた推定値の共役複素を用いて、対応する伝送路の個別信号に対して、それぞれ同期検波とダイバーシチ合成の重み付けを行う検波手段と、前記伝送路推定手段にて求めた各伝送路の推定値から、振幅の正規化係数を求める係数演算手段と、前記検波手段にて得た各伝送路の検波結果を合成する合成手段と、

この合成手段の合成結果に、前記正規化係数を乗算して振幅の正規化を行う正規化手段とを具備することを特徴とする移動無線端末。

【請求項 2】 CDMA (Code Division Multiple Access) 方式により無線通信を行うもので、複数の移動無線端末に宛てて送信する共通信号については所定の送信電力で基地局から送信するように制御し、特定の移動無線端末に個別に送信する個別信号については、対応する移動無線端末毎に送信電力を制御して基地局から送信する移動通信システムで用いられる移動無線端末において、

複数の伝送路について、それぞれ前記共通信号と前記個別信号とを検出する逆拡散手段と、

この逆拡散手段にて求めた前記共通信号から、各伝送路の特性を推定した推定値とその共役複素とを求める伝送路推定手段と、

前記伝送路推定手段にて求めた推定値の共役複素を用いて、対応する伝送路の個別信号に対して、それぞれ同期検波とダイバーシチ合成の重み付けを行う検波手段と、この伝送路推定手段にて求めた各伝送路の推定値から、振幅の正規化係数を求める係数演算手段と、

前記検波手段にて求めた各伝送路の検波結果に、それぞれ前記正規化係数を乗算して、振幅の正規化を行う正規化手段と、

この正規化手段にて得た各伝送路の正規化結果を合成する合成手段とを具備することを特徴とする移動無線端末。

【請求項 3】 前記係数演算手段は、前記伝送路推定手段にて求めた各伝送路の推定値から、共通信号のシンボ

ル毎に振幅の正規化係数を求めることを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の移動無線端末。

【請求項 4】 前記合成手段の合成結果を 2 乗する手段を備えることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 のいずれかに記載の移動無線端末。

【請求項 5】 前記正規化手段は、前記伝送路推定手段にて求めた各伝送路の推定値に対して、正規化係数を乗算することを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の移動無線端末。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、CDMA (Code Division Multiple Access) 方式により無線通信を行う自動車電話システムや携帯電話システムをはじめとする無線通信システムで用いられる移動無線端末に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 周知のように、無線通信システムには、距離変動、長区間中央値変動（シャドウイング）、短区間中央値変動などの伝送路の変動を補償するために送信電力制御を行うものがある。

【0003】 一般に、必要以上の電力で送信を行うと、他の通信局に対する干渉が増大するため、干渉が通信容量に大きな影響を与える移動通信システム、特に多重化に CDMA 方式を使用する CDMA 移動通信システムでは、送信電力制御は重要な技術であり、伝送路変動を追従できるように短い周期で送信電力制御を行う。

【0004】 また無線通信では、さまざまな受信方式があるが、基準位相を用いる同期検波方式が広く使用されている。一般に、基準位相はパイロット信号で伝送され、その伝送方法には様々な形式がある。

【0005】 携帯電話システムなどの移動通信システムの下り回線のように、多数の回線が多重化されている場合、各回線で個別に用いる個別チャネル信号に対して、パイロット信号は回線間で共通に用いることがある。以下、このようなパイロット信号を共通パイロット信号と称する。

【0006】 この場合、個別チャネル信号は 1 対 1 の通信であるので、回線毎に適切な電力制御を行うことができる。しかし、共通パイロット信号は 1 対複数の通信であるので、回線毎に適切な電力制御を行うことができない。このため、共通パイロット信号は、定常的な電力で送信されることが普通である。

【0007】 そして、無線通信では、伝送路の変動を補償するためにダイバーシチが行われることが多い。ダイバーシチには、一般的に使用される受信アンテナダイバーシチのほか、CDMA システムで使用される RAKE 受信が代表的なダイバーシチ受信方式である。

【0008】 ダイバーシチは、複数の伝搬路を経由して伝送された信号を合成受信することにより、特性を向上

するもので、代表的な合成方法としては、伝送路特性に応じて重み付けを行う最大比合成法がある。

【0009】そしてまた、無線通信では、特性を向上するために、チャンネル符号化が行われることがある。チャンネル符号化は、あるブロックの情報ビットをより多数の伝送ビットで伝送することにより行われる。チャンネル符号化を行う場合は、符号化されたデータにインターリーブを行うことにより、高速なフェージング下の特性を向上することができる。

【0010】符号化ブロック長に対し、フェージング速度が十分速いときには特性向上が顕著に現れるため、符号化ブロック長は長い方がよい。また、符号化されたデータの復号の際、各ビットの信頼度を利用する軟判定復号を行って利得を得る方法が一般的である。

【0011】以上の送信電力制御、共通パイロット信号を利用した同期検波、ダイバーシチ受信、軟判定復号の4つの要素技術は、より広帯域の伝送路を用いるW-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) を採用するシステムの下り回線において使用されている。

【0012】またW-CDMAで用いられる受信機では、ダイバーシチ受信としてRAKE受信を行うが、このようなダイバーシチ受信では、合成結果のSIRを最大にする最大比合成法が好適する。最大比合成法は、ダイバーシチの各ブランチ（パス）からの信号の位相を一致させ、振幅に係数を乗算後、合成することにより実現される。

【0013】各ブランチの雑音電力が一定の場合において、最大比合成法を用いる受信機では、図4に示すように、各伝送路の個別チャンネル信号 $DPCH_{sl}(t) \sim DPCH_{sn}(t)$ に、それぞれパイロット信号受信機 $11-a \sim 1n-a$ にて共通パイロット信号 $CPICH$ から求めた伝送路特性 $h_l(t) \sim h_n(t)$ の共役複素 $h_l^*(t) \sim h_n^*(t)$ を、複素乗算器 $21-a \sim 2n-a$ にてそれぞれ乗算して、同期検波の結果 $sl(t)h_l^*(t) \sim sn(t)h_n^*(t)$ を得て、これらを合成部 $30-a$ にて合成することにより、最大比合成を行う。

【0014】伝送路特性 $h_l(t) \sim h_n(t)$ は、振幅と位相で表現でき、予め定められた共通パイロット信号を受信することにより推定される。そして、この推定された振幅を信号に乗算することによりダイバーシチの各ブランチ（パス）信号の重みは最大比となり、推定された位相により信号を補正することにより、ブランチ間の同相合成が実現される。

【0015】送信電力制御を行う場合には、個別チャンネル信号の電力またはSIRが一定になるように制御され、また符号化ブロック長は送信電力制御の周期より長く設定されている。したがって、個別チャンネル信号の電力と共通パイロット信号の電力の比は、一符号化ブロック内で変化することになる。

【0016】ここで、レーリーフェージングのような変動伝送路における、個別チャンネル信号、共通パイロット

信号の受信振幅の様子を図5に示す。個別チャンネル信号は、送信電力制御の効果により、ほぼ一定の受信振幅になっているのに対し、共通パイロット信号は伝送路変動によって、受信振幅が変動する。

【0017】したがって、図4に示した受信機のように、共通パイロット信号から伝送路特性を得る受信機を、送信電力制御を行うシステムで用いると、個別チャンネル信号の処理では、受信時に同じ振幅であった信号が復号器入力時に異なる振幅になってしまう。

【0018】この場合は、振幅が信号の信頼度を示さないため、復号時に軟判定の効果を得ることはできない。つまり、共通パイロット信号を位相基準にしても問題はないが、共通パイロット信号を振幅基準にすると受信性能が劣化してしまうことになる。

【0019】このため、W-CDMAを採用するシステムの受信機では、個別チャンネル信号にも、個別パイロットと呼ばれるパイロット信号を挿入するようにし、この個別パイロットから伝送路特性を得るような受信機を用いているようにしている。図6にその構成を示す。

【0020】この受信機では、パイロット信号受信機 $11-b \sim 1n-b$ が、各伝送路の個別チャンネル信号 $DPCH$ 内の個別パイロットより伝送路特性 $h_l(t) \sim h_n(t)$ と、この複素共役 $h_l^*(t) \sim h_n^*(t)$ とを推定し、これらを複素乗算器 $21-b \sim 2n-b$ にてそれぞれ乗算して、同期検波の結果 $sl(t)h_l^*(t) \sim sn(t)h_n^*(t)$ を得て、これらを合成部 $30-b$ にて合成することにより、最大比合成を行う。

【0021】この場合、各伝送路の個別パイロットは、伝送路毎に同様の送信電力制御を受けているため、振幅による信頼度は維持される。しかし、個別パイロットは個別チャンネル信号の一部として挿入されているため、共通パイロット信号より、電力が著しく低いのが一般的である。このため、共通パイロット信号より伝送路特性を得た場合と比べ、伝送路特性の推定精度が低く、受信性能もそれに依りて低いものとなる。

【0022】これに対して従来は、送信電力制御を受けない共通パイロット信号と、送信電力制御を受ける個別パイロットでは、振幅の変化は異なるが、位相の変化は同一であることに着目し、図7に示すような受信機を採用した。

【0023】この受信機では、パイロット信号受信機 $11-c \sim 1n-c$ にて、各伝送路の特性 $h_l(t) \sim h_n(t)$ を推定するとともに、個別パイロットから振幅基準 $w_l \sim w_n$ を推定する。

【0024】またパイロット信号受信機 $21-c \sim 2n-c$ では、共通パイロット信号から各伝送路特性の複素共役 $h_l^*(t) \sim h_n^*(t)$ を求め、これより位相成分を推定することにより位相基準を求める。

【0025】そして、同期検波部 $31-c \sim 3n-c$ が、上記位相基準に基づいて、それぞれ伝送路特性 $h_l$

10

20

30

40

50

(t)-h<sub>n</sub>(t)を同期検波した後、乗算器41-c~4n-cにて振幅基準w<sub>1</sub>-w<sub>n</sub>を乗算して、振幅の変動成分を除去し、合成部50-cにて合成することにより、最大比合成を行う。

【0026】しかしながら、このような構成の受信機であっても、共通パイロットは電力が大きく干渉や雑音による伝送路推定誤差の影響が小さいが、パイロット信号受信機11-c~1n-cにて推定した振幅基準w<sub>1</sub>-w<sub>n</sub>の信頼度が低いため、合成によって得た信号の振幅が十分な信頼度を示さないという問題がある。

【0027】

【発明が解決しようとする課題】従来の移動無線端末では、共通パイロットチャンネルと伝送チャンネルの電力制御方式が異なる無線通信方式を採用する場合、RAKE受信機において、干渉・雑音による伝送路推定誤差が大きかったり、あるいはRAKE合成出力の振幅の信頼性が低いという問題があった。

【0028】この発明は上記の問題を解決すべくなされたもので、共通パイロットチャンネルと伝送チャンネルの電力制御方式が異なる無線通信方式を採用する場合であっても、RAKE受信機において、干渉・雑音による伝送路推定誤差の影響が小さく、かつRAKE合成出力の振幅の信頼性が高い移動無線端末を提供することを目的とする。

【0029】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、請求項1に係わる本発明は、CDMA方式により無線通信を行うもので、複数の移動無線端末に宛てて送信する共通信号については所定の送信電力で基地局から送信するように制御し、特定の移動無線端末に個別に送信する個別信号については、対応する移動無線端末毎に送信電力を制御して基地局から送信する移動通信システムで用いられる移動無線端末において、複数の伝送路について、それぞれ共通信号と個別信号とを検出する逆拡散手段と、この逆拡散手段にて求めた共通信号から、各伝送路の特性を推定した推定値とその共役複素とを求める伝送路推定手段と、この伝送路推定手段にて求めた推定値の共役複素を用いて、対応する伝送路の個別信号に対して、それぞれ同期検波とダイバーシチ合成の重み付けを行う検波手段と、この伝送路推定手段にて求めた各伝送路の推定値から、振幅の正規化係数を求める係数演算手段と、検波手段にて得た各伝送路の検波結果を合成する合成手段と、この合成手段の合成結果に、正規化係数を乗算して振幅の正規化を行う正規化手段を具備して構成するようにした。

【0030】また、請求項2に係わる本発明は、CDMA方式により無線通信を行うもので、複数の移動無線端末に宛てて送信する共通信号については所定の送信電力で基地局から送信するように制御し、特定の移動無線端末に個別に送信する個別信号については、対応する移動

無線端末毎に送信電力を制御して基地局から送信する移動通信システムで用いられる移動無線端末において、複数の伝送路について、それぞれ共通信号と個別信号とを検出する逆拡散手段と、この逆拡散手段にて求めた共通信号から、各伝送路の特性を推定した推定値とその共役複素とを求める伝送路推定手段と、この伝送路推定手段にて求めた推定値の共役複素を用いて、対応する伝送路の個別信号に対して、それぞれ同期検波とダイバーシチ合成の重み付けを行う検波手段と、この伝送路推定手段にて求めた各伝送路の推定値から、振幅の正規化係数を求める係数演算手段と、検波手段にて求めた各伝送路の検波結果に、それぞれ正規化係数を乗算して、振幅の正規化を行う正規化手段と、この正規化手段にて得た各伝送路の正規化結果を合成する合成手段とを具備して構成するようにした。

【0031】上記構成の移動無線端末では、共通信号から、伝送路の特性を推定した推定値とその共役複素とを求め、この共役複素に基づいて個別信号の同期検波とダイバーシチ合成の重み付けを行うとともに、上記推定値に基づいて求めた振幅の正規化係数で合成結果を正規化するようにしている。

【0032】したがって、上記構成の移動無線端末によれば、雑音や干渉の影響の少ない共通信号に基づいて、個別信号の同期検波と振幅の正規化を行うので、信号振幅の信頼度が高い合成結果を得ることができ、共通信号と個別信号の送信電力の制御方法が異なっても、干渉や雑音による伝送路推定誤差の影響が小さく、かつ合成出力の振幅の信頼性を高めることができる。

【0033】

【発明の実施の形態】図面を参照して、この発明の一実施形態について説明する。以下の説明では、3GPP (3rd Generation Partnership Project) W-CDMA FDDシステムを例に挙げて説明する。

【0034】すなわち、無線アクセス方式として符号分割多元接続(CDMA)方式を使用し、基地局からは、移動局宛てに共通する共通パイロット信号CPICHと、各移動局に個別に送られる個別信号DPCHが送信されている。個別信号DPCHには個別パイロットが含まれている。

【0035】基地局は、システム運用が変わらない限り一定の送信電力で共通パイロット信号CPICHを送信し、個別信号DPCHについては10ミリ秒あるいは15ミリ秒の周期で送信電力制御し、移動局における受信電力を最適化している。

【0036】またこのシステムでは、個別信号DPCHで伝送される情報に対し符号化率1/3~1/2の誤り訂正符号化がなされ、さらに符号化のブロックの時間長は10ミリ秒から80ミリ秒の範囲に設定されている。

【0037】したがって、符号化のブロック時間長より、送信電力制御周期の方が短いので、個別チャンネルの電力と共通チャンネルの電力の比は、一符号化ブロック内

で変化する。

【0038】図1は、この発明の一実施形態に係わる移動無線端末の受信系の構成を示すものである。基地局より受信したRF信号は、RF部1にて受信され、ここでベースバンド信号に周波数変換された後、A/D変換され、逆拡散部2に出力される。

【0039】逆拡散部2は、RF部1にて得られたデジタル信号を、拡散符号を用いて逆拡散することにより、 $n$ 個の伝送路 $p1 \sim pn$ を検出し、各伝送路 $p1 \sim pn$ について上述した共通パイロット信号CPICHと個別信号DPCHを得て、これらの受信信号をRAKE合成部3

に出力する。  
【0040】RAKE合成部3は、各伝送路 $p1 \sim pn$ の受信信号をRAKE合成することにより、受信ダイバーシチを実現するものである。ここで得られた合成結果は、復号部4に出力される。復号部4は、上記合成結果を復号するもので、この合成結果の振幅に基づいて誤り訂正符号の軟判定復号を行う。

【0041】次に、図2を参照して、上述したRAKE合成部3について説明する。RAKE合成部3は、パイロット信号受信機11～1 $n$ と、複素乗算器21～2 $n$ と、合成部30と、正規化係数演算部40と、正規化部50とを備える。

【0042】パイロット信号受信機11は、伝送路 $p1$ の共通パイロット信号CPICHから伝送路推定値 $h1(t)$ およびこの共役複素 $h1^*(t)$ を求める。同様に、パイロット信号受信機12～1 $n$ は、それぞれ伝送路 $p2 \sim pn$ の共通パイロット信号CPICHから伝送路推定値 $h2(t) \sim hn(t)$ およびこの共役複素 $h2^*(t) \sim hn^*(t)$ を求める。

【0043】複素乗算器21は、伝送路 $p1$ の個別信号DPCHに対して、パイロット信号受信機11で求めた伝送路推定値の共役複素 $h1^*(t)$ を乗算して、同期検波と最大比合成の重み付けを行い、合成部30に出力する。なお、この際の重み係数は、 $|h1(t)|$ で表される。

【0044】同様に、複素乗算器22～2 $n$ は、それぞれ伝送路 $p2 \sim pn$ の個別信号DPCHに対して、パイロット信号受信機12～1 $n$ で求めた伝送路推定値の共役複素 $h2^*(t) \sim hn^*(t)$ を乗算して、同期検波と最大比合成の重み付けを行い、合成部30に出力する。なお、この際の重み係数は、それぞれ $|h2(t)| \sim |hn(t)|$ で表される。

【0045】正規化係数演算部40は、パイロット信号受信機11～1 $n$ で求めた伝送路推定値 $h1(t) \sim hn(t)$ に基づいて、振幅に関する正規化係数 $a$ を求める。正規化係数 $a$ は、下式に示すよう各パスワードの振幅重みの2乗の総和の逆数である。

【数1】

$$a = \frac{1}{\sum_{x=1}^n |h_x(t)|^2}$$

【0046】合成部30は、複素乗算器21～2 $n$ の出力をダイバーシチ合成し、この合成結果を正規化部50に出力する。正規化部50は、合成部30の出力に、正規化係数演算部40で求めた正規化係数 $a$ を乗算して、正規化を行う。

【0047】以上のように、上記構成の移動無線端末では、RAKE合成部3において、雑音や干渉の影響の少ない共通パイロット信号CPICHに基づいて、各伝送路の位相および振幅を推定し、この推定結果に基づいて複数の伝送路 $p1 \sim pn$ をダイバーシチ合成するようにしている。

【0048】したがって、上記構成の移動無線端末によれば、共通パイロット信号CPICHと個別信号DPCHの送信電力の制御方法が異なっても、干渉や雑音による伝送路推定誤差が小さく、かつRAKE合成出力の振幅の信頼性を高めることができる。

【0049】尚、この発明は上記実施の形態に限定されるものではない。例えば、上記実施の形態では、正規化部50において合成部30の出力に、正規化係数演算部40で求めた正規化係数 $a$ を乗算して正規化を行うようにしているが、RAKE合成や伝送路推定値の乗算は線形処理であるので、RAKE合成前の各パスの信号、あるいは、各パスの伝送路推定値に対して、正規化係数 $a$ を乗算するようにしても同じ結果が得られる。

【0050】また、正規化係数 $a$ は、各パスの伝送路推定値より求まるので、伝送路が一定と見なせるような期間については、正規化係数 $a$ を一定とすることにより、演算量を削減することができる。

【0051】さらに、上記実施の形態では、重み正規化後およびRAKE合成後の個別信号は、伝送路推定値の正規化処理が行われているため、符号ブロック内のシンボル間で等利得重みとなっているので、図3に示すように、自乗回路60によって正規化部50の出力を2乗することにより、個別信号の最大比重みにするようにしてもよい。

【0052】重み正規化およびRAKE合成後の個別信号は、2乗することによりダイナミックレンジが広がり、SIRが小さい場合は、本来の重みは信号振幅で乗じる必要があるので重み誤差が増大する。

【0053】これらを考慮して、復号部4のダイナミックレンジが狭い場合や所要SIRが小さいときは、符号ブロック内のシンボル間で等利得重みを選択し、一方、復号部4のダイナミックレンジが広い場合や所要SIRが大きいときは、符号ブロック内のシンボル間で最大比重みを選択すると、それぞれ良好な受信特性を得ることができる。

【0054】そしてまた、上述の実施形態では、各伝送路 $p1 \sim pn$ の重み係数をそれぞれ伝送路推定値の振幅 $|h1(t)| \sim |hn(t)|$ としたが、例えば、SIRに基づく重み付け方法をとる場合でも適用することができる。この

とき、各伝送路  $p1 \sim pn$  の重み係数をそれぞれ  $w1(t) \sim wn(t)$  とすれば、正規化係数は、下式で示される。

【数2】

$$a = \frac{1}{\sqrt{\sum_{x=1}^n w_x(t)^2}}$$

【0055】その他、この発明の要旨を逸脱しない範囲で種々の変形を施しても同様に実施可能であることはいうまでもない。

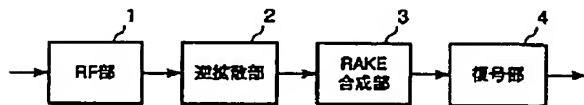
【0056】

【発明の効果】以上述べたように、共通信号から、伝送路の特性を推定した推定値とその共役複素とを求め、この共役複素に基づいて個別信号の同期検波とダイバーシチ合成の重み付けを行うとともに、上記推定値に基づいて求めた振幅の正規化係数で合成結果を正規化するようにしている。

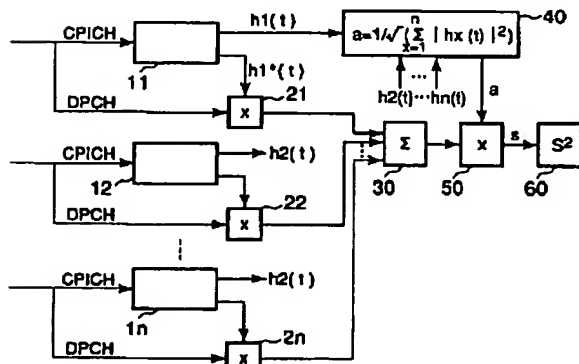
【0057】したがって、この発明によれば、雑音や干渉の影響の少ない共通信号に基づいて、個別信号の同期検波と振幅の正規化を行うので、信号振幅の信頼度が高い合成結果を得ることができ、共通信号と個別信号の送信電力の制御方法が異なっても、干渉や雑音による伝送路推定誤差の影響が小さく、かつ合成出力の振幅の信頼性を高めることが可能な移動無線端末を提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】



【図3】



【図1】この発明に係わる移動無線端末の受信系の一実施形態の構成を示す回路ブロック図。

【図2】図1に示した移動無線端末のRAKE合成部の構成を示す回路ブロック図。

【図3】図1に示した移動無線端末のRAKE合成部の変形例の構成を示す回路ブロック図。

【図4】従来の移動無線端末のRAKE合成部の構成を示す回路ブロック図。

【図5】変動伝送路における、共通パイロット信号と個別チャンネル信号の受信振幅の変動の様子を示す波形図。

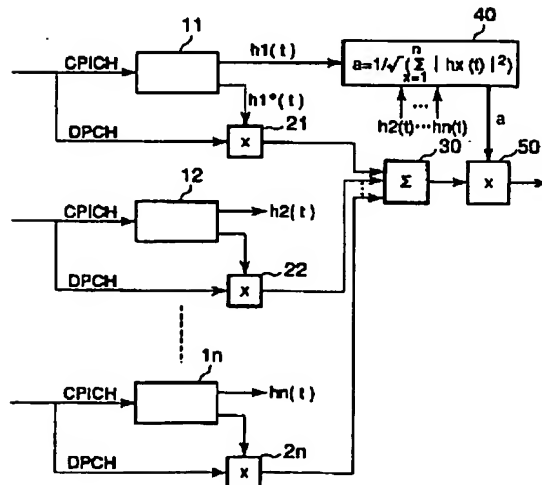
【図6】従来の移動無線端末のRAKE合成部の構成を示す回路ブロック図。

【図7】従来の移動無線端末のRAKE合成部の構成を示す回路ブロック図。

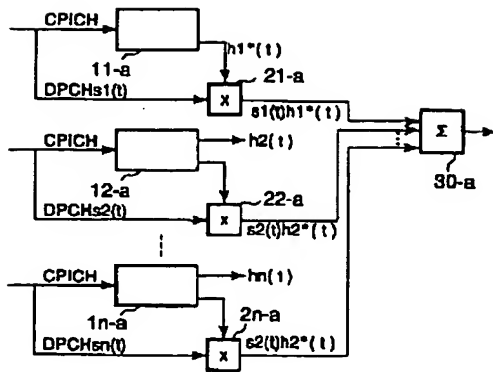
【符号の説明】

- 1…RF部
- 2…逆拡散部
- 3…RAKE合成部
- 4…復号部
- 11～1n…パイロット信号受信機
- 21～2n…複素乗算器
- 30…合成部
- 40…正規化係数演算部
- 50…正規化部
- 60…自乗回路

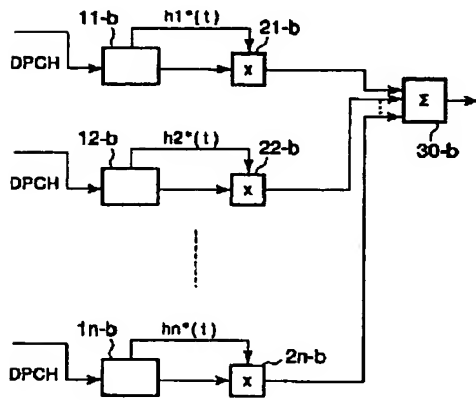
【図2】



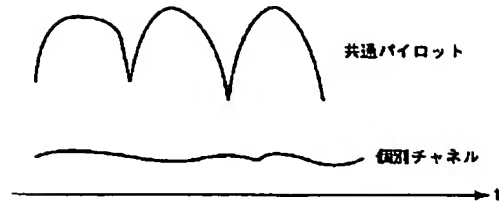
【図4】



【図6】



【図5】



【図7】

